

Janvier 2000

Union belge des Amateurs Emetteurs



Revue mensuelle des Amateurs émetteurs de la Province de Liège

COSEMANS HENRI
ON4CH
RUE DE LA POULE 20
4460 GRACE-HOLLOGNE



Déposé à Liège X

ON0LG

Editeur responsable : Le Comité

Rédacteur : ON4DX
1 D, Route de Hamoir
4190 XHORIS

1. P.V. de la réunion du G.D.V.
2. P.V. de la réunion de LGE
3. Les ponts : fonctionnement
principaux ponts de mesure
ohmètre à pont
4. Les oscillateurs à quartz

Ce pli peut être ouvert pour contrôle postal

Renseignements utiles ...

	Section LGE	Section HUY	Section RAT	Section GDV	Section RBO
Président	ON4 CY	ON5FC		ON6 CR	ON5 VU
Téléphone	04 257 75 57	085 21 76 76	04	087 35 00 57	087 74 23 80
Local	Institut St.Laurent Rue St. Laurent, 29 4000 Liège	Rue Poncelet, 44 4520 Antheit	Institut St. Joseph Rue de l'Industrie, 19 4420 Tilleur	Rue des Prairies, 8 4800 Verviers	Ketteniserstrasse, 51 4711 Walhorn
Réunion mensuelle	Le deuxième samedi du mois	Le premier vendredi du mois	Le premier lundi du mois	Le premier mardi du mois	Le deuxième vendredi du mois
N° compte	240-0203100-83	792-5712824-61	001-1839111-67	068-0570870-52	
QSO fréquence	Jeudi de 20h-21h 145.575 Mhz	Jeudi de 20h-21h 145.575 Mhz	Jeudi de 20h-21h 145.575 Mhz	Dimanche 11 - 12h ON0VE (145.600)	Jeudi de 20h-21h 145.575 Mhz
QSL Mger	ON5PO	ON1KKD		ONL6622	ON8BV

Les personnes intéressées par le radioamateurisme peuvent se renseigner auprès des Présidents des sections.

Président provincial :

Relais des sections de la Province de Liège.

Relais ATV :

ON0TVL	Entrée : 1250 MHz Son/image: 5,5 Mhz FM	Sortie : 1.280 Mhz. 10 W. horiz. Omni, ERP 40 W.	JO20SP
--------	--	---	--------

Relais Phonie :

70 cm ON0PLG	430.275 MHz.	+ 1,6 MHz.	JO20UO
2 m ON0LG	145.650 MHz.	- 600 KHz.	JO20SP
2 m ON0VE	145.600 MHz.	- 600 KHz.	JO20WN

Fréquence utilisateurs " Packet Radio ".

ON5VL	430 500	9 600 bds dama	JO20SO
	439 800	1 200 + 4 800 bds dama	
ON0ULG	144 975	1 200 bds dama	JO30AM
	430 575	1 200 + 4 800 bds dama	
ON0RET	144 887.5	1 200 bds	JO20UO
ON0RAT	144 925	1 200 bds	JO20UQ
	430 800	1 200 bds	
	438 200	9 600 bds	

Votre soutien financier aux comptes :

ON0LG (revue) 240 - 0203614 - 15 Mrs. Peeters et Deldime - LOUVEIGNE (Sprimont)

ON0PLG 068 - 2154488 - 48 Groupement relais ON0PLG

COURS RADIO AMATEURS :

En langue française : Reprise des cours en septembre - pour l'horaire et le lieux contacter votre PS

En langue allemande : section RBO, contactez ON5VU - 087/74 23 80

COURS C W :

Tous les mardis soirs de 19h30 à 21h00 au shack de la section de Liège, cours donnés par ON4CH

Membre d'honneur de l'U.B.A. et admis d'office à toutes les réunions des différentes sections : Robert Vandeputte - ON4VL

Pour recevoir cette revue il suffit de verser 500 frs par an au compte de votre section.

Votre soutien financier permet l'achat de matériel qui fait progresser vos connaissances !

Groupement des Radio-Amateurs de Verviers et Environs

Siège social:

Secrétariat:

☎ :

Compte:

~~Boîte Postale 11 4800 - VERVIERS 1~~~~Boîte Postale 11 4800 - VERVIERS 1~~

Boîte Postale 11 4800 - VERVIERS 1

068-0570870-52

ON0VE: 145.600


G.D.V
a.s.b.l

RAPPORT de la REUNION du 7 DECEMBRE 1999.

Présents: ON1JU = 1KWY = 1LDH = 4SG = 4JS = 4KOJ = 4LBU = 4 KRI =
 4RV = 5MH = 6FN = 6CR = 7 ZN = ONL 1376 + qrp's = 4045 =
 6622 et 10348 .
 excusé ON5EW.

Nous entendons les nouvelles : pas heureuse de notre ami Mathieu 5EW qui est entré à l'hôpital pour une nouvelle intervention et soins; bon courage; par contre nous apprenons cette fois une bonne nouvelle, elle concerne notre autre ami José de 1LJO qui est sorti de l'hôpital et est rentré à son QRA, bon rétablissement à toi.

Nos deux « alpinistes » 4KRI et 4LBU sont remontés sur la toiture de l'école pour changer une antenne; ils ont placé un autre dipôle pour le 40m et 80m des essais seront pratiqués lors des prochaines « portes ouvertes » et nous vous tiendrons au courant des résultats obtenus.

Christian on6CR donne quelques nouvelles de l'UBA et signale qu'un call spécial OT..... peut être utilisé jusqu'au 15 janvier 2000 et cela à l'occasion du mariage du Prince Philippe et de Mathilde.

L'autre Christian ONL6622 donne un aperçu du service QSL et signale les problèmes pour les call's qui n'ont pas de QSL-BUREAU.

L'ami Noël ON6FN remet à celui qui le désire un alphabet russe, afin de comprendre leur langage; ce qui est loin d'être évident quand l'appellation internationale n'est pas utilisée par ces radioamateurs.

Francis ON1JU revient parmi nous et apporte des informations concernant la transformation d'un appareil téléphonique « mobile » qui est périmé en un RX/TX pour la bande des 70cms. Avis à ceux qui sont intéressés de contacter 1JU pour dispositions et autres conseils pour la modification du ATF-2.

Il n'est pas possible de faire parvenir à chacun via le journal ON0LG le bulletin de virement, aussi prenez l'initiative de faire un versement de minimum frs 600.- au compte du GDV 068 - 0570870 - 52 merci d'avance de votre trésorier.

Comme c'est la dernière réunion de l'année et du 20^è siècle, votre Président et les membres du Comité, vous adressent les chaleureux souhaits d'un JOYEUX NOEL et surtout d'une BONNE et HEUREUSE ANNEE à tous.

votre Secrétaire ON1LDH.

Réunion de la section LGE du 18 décembre 1999.

1. Présents.

ON4AHJ, ON4BH, ON4CA, ON4CH, ON4CY, ON4DX, ON4KGL, ON4LBH, ON4VL
ON4KJC.
ON5EE, ON5PO, ON5RY, ON5TH
ON6FN, ON6GS, ON6MA, ON6RO,
ON7TP
Monsieur Toffory
Excusés : ON4KHN et ON6AM

2. Début de la réunion

Yvan salue l'assemblée et signale que celle-ci sera la dernière de l'année 1999.
Il confirme le fait exceptionnel du déplacement de la réunion mensuelle du deuxième au troisième samedi du mois. En effet, il comprend que certains peuvent ne pas avoir été attentifs aux modifications d'horaire et avoir fait un déplacement inutilement.
A noter que le journal de province avait été expédié en temps utiles pour éviter ce genre d'oubli ou d'inconvénient pour les distraits ... Donc retenons l'importance primordiale que le Président de section accorde à la réunion mensuelle.

A noter l'absence de nouvelles de l'UBA et de l'IBPT.

Il n'y a pas non plus de nouvelles en ce qui concerne la réglementation.

Il y a eu une réunion de coordination des responsables Croix Rouge - U.B.A.
Etaient présents : ON1LPK – ON5TH – ON7TP – ON6AM – ON4VL – ON4CY
Les directives Croix Rouge – U.B.A. sont à votre disposition au local de section et Yvan nous en lit d'ailleurs quelques extraits.

C'est à la suite de la constatation d'une lacune des provinces de Liège et du Luxembourg au point de vue des activités C.R. que cette réunion a été programmée.
Sur le papier il y a bien un responsable U.B.A. mais où est-il ? Est-il membre U.B.A. ?
Doit-on participer à une opération en étant prévenu quelques semaines avant ? Avec quel matériel ? Avec quelle infrastructure ?
Telles sont les questions émises par le Président de section.

Certains Oms ont participé à la manifestation du 11 décembre
Ils reçoivent les félicitations de l'assistance et du Président de section.
Ce dernier insiste pour que des volontaires se manifestent et participent au service de la C.R. mais étant donné les conditions actuelles d'organisation, le manque de structure il n'est pas question d'engager la section dans ce genre de manifestation..

Organisation de l'A.G. 2001 : demande d'investissement d'un grand nombre

Souhaits de bonne et heureuse année à tous les R.A. présents, et membres de la province.

3. La Parole est alors donnée aux membres.

Discussion sur les indicatifs OT + suffixe (voir packet et site UBA Internet)

La majeure partie de la fin de réunion est alors orientée vers le problème Croix-Rouge Il en ressort que le responsable actuel désigné est ON6FN.

Lui-même se plaint du manque d'organisation et de structure.

Jean-Claude, ON5TH plaide quant à lui pour une activité avec la Croix-Rouge car cela pourrait à terme nous apporter des décisions bénéfiques pour notre hobby.

Kiki, ON4BH nouveau Président Provincial intérimaire lui est responsable des relations des sections de la province avec la C.R. et désigne comme responsable provincial ON6FN qui ne manquera pas de se mettre en règle du point de vue cotisation U.B.A. !!!

Enfin pour conclure Yvan, ON4CY déclare que chaque OM est entièrement libre de participer aux activités de la C.R. Il encourage même à cette participation mais en tant que responsable de la section ne veut pas être considéré comme irresponsable en mettant du matériel (cotisations des membres) le local à la disposition si peu structure et dont les objectifs à long terme restent vagues.

Donc pas de participation actuellement dans nos locaux.

Pas de prêt de matériel de la section.

Que le Centre de la Rue Bellevaux soit le siège des réunions et des activités C.R avec les volontaires de la section.



BON VENT POUR L'AN 2000



<p>PROCHAINE REUNION DE SECTION LE SAMEDI 8 JANVIER 2000 AU LOCAL DE ST LAURENT DES 14 HEURES</p>

17 - LES PONTS

LES montages en pont sont fort anciens puisqu'ils ont été conçus, pour la plupart, au siècle dernier. De nos jours, bien que de nombreuses méthodes de mesure aient supplanté ces montages, ils sont encore utilisés, et, compte tenu de la relative facilité avec laquelle ils peuvent être construits par l'amateur, peuvent rendre de bons et loyaux services pour la mesure des résistances ou des impédances avec une bonne précision.

L'intérêt présenté par le montage en pont réside dans le fait que la précision de la mesure n'est pas influencée (du moins théoriquement) par les caractéristiques du générateur, ni par celles du mesureur puisque l'on détecte l'équilibre d'un pont en observant l'annulation d'un courant ou d'une tension continue ou alternative.

Pour attirer nos lecteurs vers ces montages parfois injustement délaissés, nous leur proposerons la réalisation de deux modèles de pont : l'un, très simple est prévu pour la mesure des résistances, l'autre plus complet est conçu pour mesurer résistances et condensateurs dans une large gamme de valeurs. Mais fidèles à notre ligne de conduite, et au risque d'agacer les techniciens chevronnés, nous ferons un petit rappel du principe de fonctionnement et une énumération des différents ponts existants.

PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

La figure 1 représente le montage type d'un pont de mesure qui comporte 4 branches Z_a , Z_b , Z_c et Z_d représentant des résistances ou des impédances.

La condition d'équilibre dans le pont est obtenue s'il n'y a aucun courant détecté par le mesureur M entre A et B lorsqu'on branche un générateur G qui peut être, dans le cas de résistances, une simple pile, comme indiqué sur la figure. Dans ce cas, la condition d'équilibre est :

$$Z_a/Z_b = Z_c/Z_d$$

Dès lors, connaissant bien les valeurs de 2 éléments passifs (par exemple Z_a et Z_b), on peut, en faisant varier Z_c , obtenir un équilibre du pont qui permettra de connaître la valeur du quatrième élément Z_d . On verra dans les exemples présentés que la configuration généralement adoptée est la suivante :

- une branche du pont est fixe,
- une autre branche est continûment variable (échelle de mesure),
- une autre comporte des valeurs fixes commutables (multiplicateur)
- la dernière branche reçoit l'élément à mesurer.

Il est clair que ni les caractéristiques du générateur, ni celles du mesureur n'inter-

viennent lorsque l'équilibre est atteint. Cependant on peut facilement imaginer que plus la tension est importante et le détecteur sensible, plus la mesure sera précise puisqu'un très faible écart d'équilibre sera plus facilement décelé.

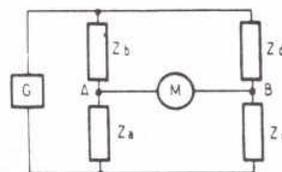
On ne peut, cependant, augmenter trop la tension, car le courant dans chaque branche augmente corrélativement, ce qui peut éventuellement modifier la valeur des éléments du pont.

De la même façon, une trop grande sensibilité du mesureur peut entraîner sa destruction (cas d'un galvanomètre) ou nuire à la facilité de réglage. Souvent on fera varier ce paramètre suivant que l'on recherche l'équilibre (faible sensibilité) ou que, l'ayant presque atteint, on parfait le réglage (forte sensibilité).

LES PRINCIPAUX PONTS DE MESURE

Utilisant le principe ci-dessus exposé, un grand nombre d'applications ont été proposées, certaines à une époque où l'électronique atteignait à peine ses premiers balbutiements, lorsque les électriciens régnaient en maîtres. Chaque nouvelle application recevait alors le nom de son inventeur... La figure 2 présente quelques-uns de ces ponts parmi les plus notoires.

Le pont de Wheatstone (1) est le plus simple et le plus connu des ponts servant à la mesure de résistances. Le générateur est constitué par une source de courant continu et le mesureur est un microampèremètre à zéro central. On peut, par exemple,



G = générateur de courant continu ou alternatif
M = mesureur de tension continue ou alternative
 Z_a Z_b Z_c Z_d = résistances ou réactances

Condition d'équilibre $V_{AB} = 0$

$$\text{si } \frac{Z_a}{Z_b} = \frac{Z_c}{Z_d}$$

Fig. 1. - Principe du montage en pont.

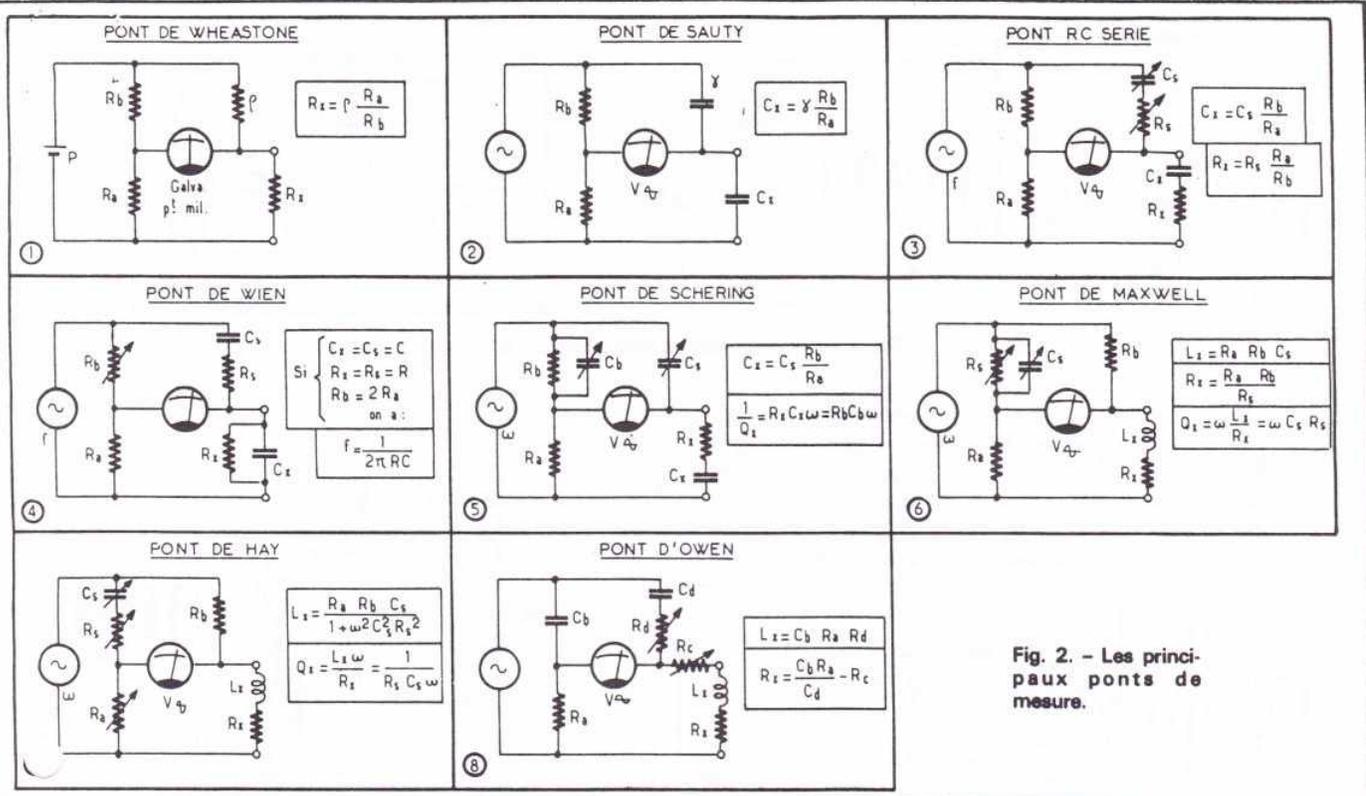


Fig. 2. - Les principaux ponts de mesure.

aire varier R_a , conserver une valeur fixe à R_b et commuter en multiplicateur d'échelle. On obtient ainsi R_x en multipliant ρ par le rapport R_a/R_b . Autour de l'équilibre, l'aiguille du galvanomètre passera de part et d'autre du point milieu, ce qui constitue un attrait de ce montage.

Le pont de Sauty (2) est la transposition du pont de Wheatstone en alternatif pour la mesure des capacités. Dans ce cas, deux branches comportent des condensateurs. En disposant γ dans la branche supérieure droite, on obtiendra la valeur de C_x en multipliant γ par le rapport R_b/R_a . On notera que ce rapport est l'inverse du précédent et, qu'en conséquence, pour conserver une échelle linéaire, il y aurait lieu de maintenir R_a constant et de faire varier R_b à l'inverse de ce qui était fait pour le pont de Wheatstone.

Le générateur est constitué d'un oscillateur, généralement à 1 000 Hz, ou plus simplement, du secondaire basse tension d'un transformateur alimenté par le réseau 50 Hz.

Le mesureur est un voltmètre ou un millivoltmètre amplificateur sur lequel on observera une annulation de tension à l'équilibre.

Il arrive parfois que la mesure d'une capacité par un pont de Sauty soit entachée d'erreur par la présence d'une résistance en série avec le condensateur. Cette résistance peut correspondre à une résistance parasite ou exister physiquement dans un montage. L'annulation complète de tension ne peut être obtenue et l'on n'observe qu'un minimum de déviation.

Pour pallier cet inconvénient, le pont RC série (3) comporte dans la branche supérieure droite une résistance variable en série avec un condensateur variable également. Le réglage des éléments R_s et C_s permet d'obtenir l'équilibre à l'annulation de tension.

Le multiplicateur d'échelle est donné par le rapport R_b/R_a et la valeur de la capacité inconnue est obtenue en multipliant la valeur de C_s par ce rapport.

Une caractéristique intéressante de ce pont est qu'il permet de connaître la valeur de la résistance équivalente R_x en série avec le condensateur en multipliant R_s par R_a/R_b .

Ce type de pont convient particulièrement pour des valeurs élevées de fréquence.

Le pont de Wien (4) présente une propriété intéressante puisque la fréquence du générateur intervient dans l'équilibre du pont. La principale utilisation de ce montage est l'oscillateur RC que nous avons déjà eu l'occasion de décrire.

On peut également l'employer dans des filtres passifs ou actifs. Nous ne citons ce pont que pour mémoire car son utilisation dans la mesure des fréquences qui était sa première destination est peu pratique à l'heure des fréquencemètres digitaux.

Le pont de Schering (5) est une autre variante du pont de mesure des condensateurs. On retrouve le même principe que celui du pont de Sauty

mais la présence d'un condensateur variable en parallèle sur R_b dans la branche supérieure gauche permet d'obtenir la valeur de la tangente de l'angle de perte qui est aussi égale à l'inverse du coefficient de surtension.

Le pont de Maxwell (6) permet de connaître toutes les caractéristiques d'une self-inductance : coefficient de self-induction, coefficient de surtension, résistance du bobinage.

La recherche de l'équilibre sur ce pont et les deux suivants n'est pas toujours aisée et l'on doit jouer adroitement des commandes de R_s et C_s pour obtenir un réglage exact.

Les ponts de Hay (7) et d'Owen (8) sont d'autres variantes du pont de mesure pour self-inductances qui sont adaptées à des valeurs faibles ou élevées des réactances correspondantes. La réalisation de ces ponts pour des faibles valeurs ou des fréquences élevées n'est guère à la portée de l'amateur car il est très délicat de compenser les éléments parasites qui faussent la mesure.

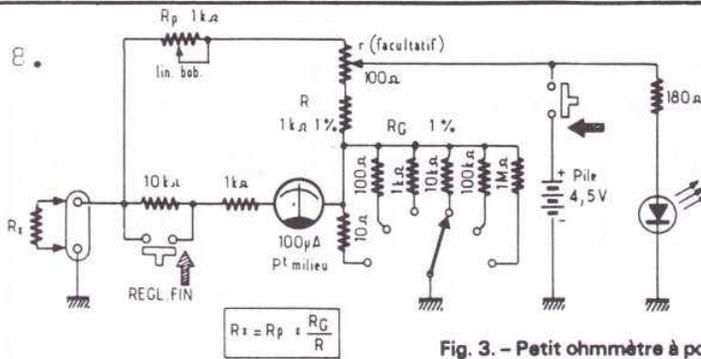


Fig. 3. - Petit ohmmètre à pont (précision 2 %).

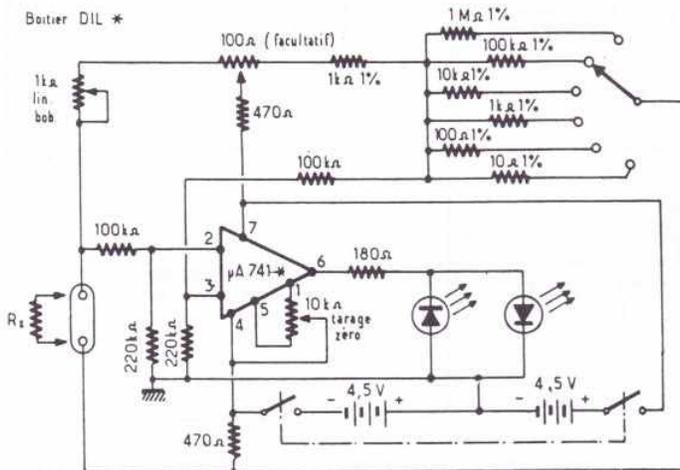
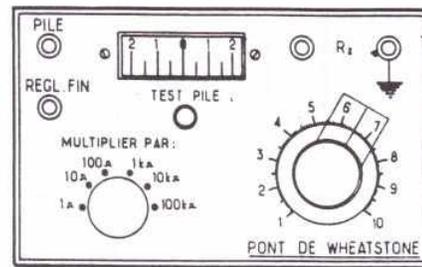
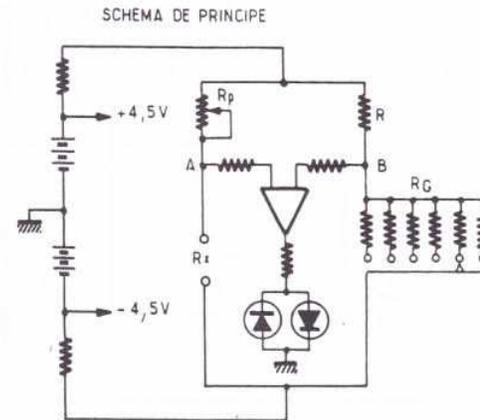


Fig. 4. - Pont de Wheatstone avec détecteur de zéro à amplificateur différentiel intégré.



CONSTRUCTION D'UN PETIT OHMMÈTRE À PONT

Application typique du pont de Wheatstone, cet appareil, présenté sur la figure 3, est susceptible de rendre bien des services au laboratoire d'amateur. Il est, en effet, de dimensions modestes et alimenté par une simple pile de 4,5 V. L'étendue des mesures va de 1 Ω à 1 MΩ avec une précision qui pourra, au moins, être égale à 2 % suivant une échelle de mesure linéaire, ce qui n'est pas le cas de l'ohmmètre du classique multimètre.

L'élément variable est constitué par un potentiomètre linéaire de 1 000 Ω que l'on choisira bobiné pour être certain que sa valeur restera constante dans le temps. C'est l'organe essentiel du pont et il serait dommage de lésiner sur le choix de ce composant en utilisant un modèle courant

dont les caractéristiques ne conviendraient pas pour ce type de montage. Nous recommandons particulièrement les modèles construits par Bourns soit en version 1 tour sur 320° (réf. 3437 ou 3438) soit en version 10 tours, beaucoup plus précis mais qui nécessite un bouton compte-tours spécial (Les Composants Electroniques, 64-70, avenue André-Morizet, 92100 Boulogne). Le prix de ces potentiomètres aux performances remarquables est évidemment élevé. On pourra éventuellement se contenter d'un modèle plus abordable chez Sfernice, Alter ou Ohmic (voir les catalogues de ces fabricants).

Si l'on utilise un modèle de potentiomètre à 1 tour on réalisera un bouton de réglage en collant un morceau de plexiglass à l'araldite sur un bouton ordinaire de diamètre extérieur assez grand.

L'élément fixe du pont est constitué par une résistance R

de 1 000 Ω 1%. Afin que les branches R_p et R soient rigoureusement égales, il a été prévu un petit potentiomètre ajustable de 100 Ω (facultatif).

La multiplication est obtenue par commutation des résistances R_G de 10 à 1 MΩ (toutes à 1 %).

L'appréciation de l'équilibre se fait au moyen d'un microampèremètre de 100 μA à zéro central. Pour éviter d'endommager cet appareil lorsque le pont est très loin de l'équilibre, on a disposé en série 2 résistances : l'une de 1 kΩ, l'autre de 10 kΩ qui est court-circuitée lorsqu'on approche de l'équilibre.

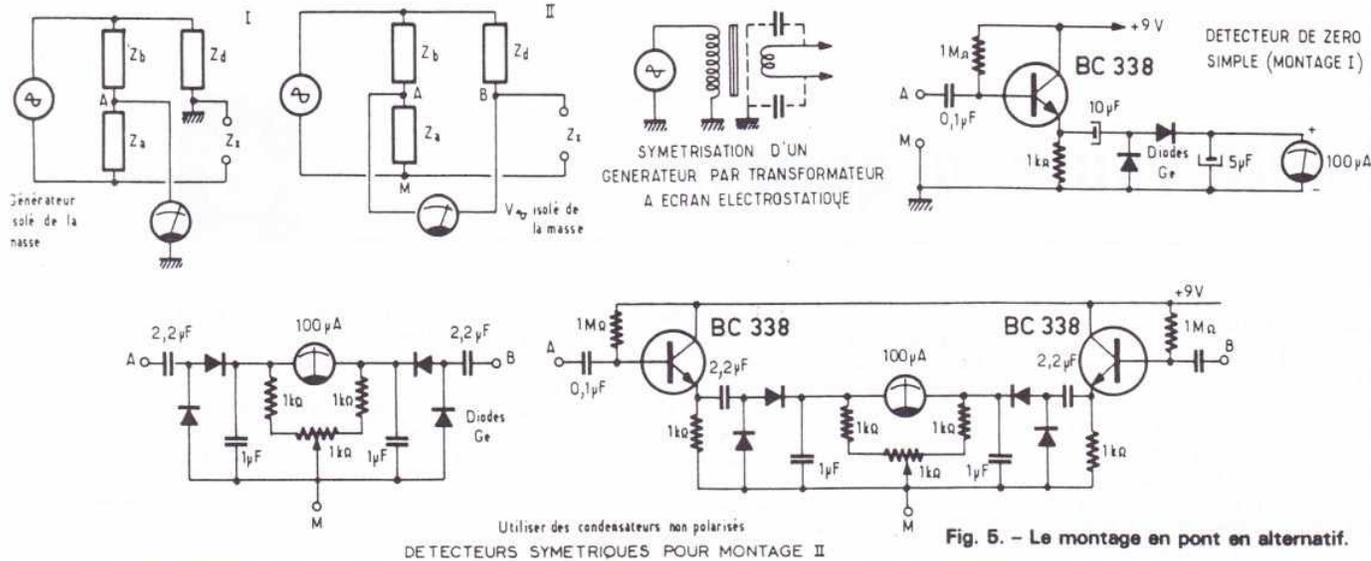
L'étalonnage du pont se fera par comparaison avec un ohmmètre précis (digital, par exemple) ou plus simplement en mesurant une série de résistances très précises (boîte de résistances à décades à 1 % ou mieux).

Une autre méthode consiste à mesurer la valeur de R_p (en éliminant la résis-

tance ajustable de 100 Ω) et de nombreux points au moyen d'un ohmmètre précis. Si $R_G = 1 000 Ω$, $R_p = 1 000 Ω$ on devra avoir $R = 1 000 Ω$ à l'équilibre, ce qui correspond à la graduation 10 ; les autres points sont obtenus par la méthode citée.

L'utilisation de ce pont est extrêmement simple : après avoir disposé la résistance mesurer aux bornes R_x , on commence par appuyer sur le poussoir « Pile », ce qui fait dévier le microampèremètre. En utilisant le potentiomètre R_p et le commutateur de multiplication, on s'efforcera de réaliser l'équilibre. On appuiera alors sur le poussoir « Regl. Fin » tout en maintenant le poussoir « Pile » appuyé pour augmenter la sensibilité.

La diode électroluminescente remplit le double rôle de voyant de mise sous tension et de test de pile : si la luminosité baisse, la pile est à charger.



AUGMENTATION DE LA SENSIBILITÉ DU DÉTECTEUR DE ZÉRO

Le reproche que l'on peut faire au pont de Wheatstone continu, c'est qu'il requiert une grande sensibilité du mesureur qui se traduit, lorsqu'on utilise un appareil à cadre mobile, par une fragilité gênante.

En utilisant un peu d'électronique, et en remplaçant le galvanomètre par un indicateur à seuil on pourra, sans problèmes, augmenter considérablement la sensibilité du détecteur : c'est ce que propose le pont de Wheatstone à amplificateur différentiel intégré, présenté sur la figure 4.

Le principe, illustré sur le schéma séparé, est assez clair. L'amplificateur différentiel reçoit sur ses entrées, protégées par des résistances de 100 kΩ, les tensions des points A et B. Si ces tensions sont égales, quelle que soit la valeur absolue de chacune d'elles, la sortie de l'amplificateur différentiel sera nulle.

L'alimentation est obligatoirement du type symétrique de façon que la tension de sortie soit positive ou négative suivant le sens du décalage des tensions en A et B. Le

reste du pont est identique au montage précédent.

La direction du zéro s'opère au moyen de 2 diodes LED montées en opposition à la sortie de l'amplificateur intégré. Lorsque les deux diodes sont simultanément éteintes, c'est que l'équilibre est atteint. L'allumage de l'une des diodes indique le sens du décalage.

Le tarage du zéro se fera en réunissant les deux entrées A et B et en réglant le potentiomètre ajustable de 10 kΩ pour obtenir l'extinction des deux diodes.

L'utilisation du pont se fera alors dans les mêmes conditions que précédemment en notant la grande sensibilité du détecteur (de l'ordre du millivolt) et sa parfaite protection contre les tensions élevées à l'entrée (pas de cadre mobile).

Un autre avantage de ce montage est son impédance relativement élevée et son absence d'inertie de fonctionnement.

Quelques inconvénients sont à noter : un risque d'accrochage qui peut être jugulé en prévoyant des découplages de 10 nF sur les entrées et l'alimentation, une variation du zéro qui peut être la conséquence d'une variation de tension d'alimentation dissymétrique et qui nécessite des retouches de réglage.

LE MONTAGE EN PONT EN ALTERNATIF

Le pont de Wheatstone utilisant une source de tension alternative et un détecteur approprié est une solution assez simple à mettre en œuvre qui est souvent retenue dans les montages commerciaux.

On a vu également que d'autres types de ponts nécessitent obligatoirement une source de tension alternative (comme le pont de Sauty), de sorte qu'il est possible, par ce moyen, de réaliser des ponts combinés pour mesurer des résistances et des réactances.

Il faut bien noter que la configuration de pont la meilleure est celle qui comporte un générateur à très faible impédance de sortie et un mesureur sensible et à haute impédance. Ces configurations sont plus facilement obtenues en alternatif.

La figure 5 indique deux façons d'utiliser un pont en alternatif parmi les plus répandues. On suppose que l'élément à mesurer a une borne à la masse ce qui est bien commode si l'on veut éliminer les capacités parasites. Suivant que le générateur ou le mesureur ont un point à la masse on aboutit à l'une ou

l'autre des configurations I et II. On peut noter que le montage I est pratique car il permet de réaliser facilement un amplificateur détecteur très sensible.

On trouvera sur les schémas de détail plusieurs solutions qui pourront s'adapter à chacun des montages I et II, pour des fréquences allant de 50 Hz à 100 kHz.

On peut obtenir une sortie de générateur symétrique en utilisant un transformateur de sortie. Si la fréquence est relativement élevée (plus de 10 kHz), il est souhaitable que ce transformateur possède un écran électrostatique entre primaire et secondaire surtout si la mesure s'étend à des impédances élevées. De la sorte les capacités parasites entre chaque extrémité du bobinage secondaire et la masse seront peu différentes. On peut, d'ailleurs, aux fréquences élevées symétriser cette sortie en utilisant des condensateurs ajustables d'appoint.

Le détecteur de zéro prévu pour le montage I est à haute impédance d'entrée puisqu'il utilise un étage émetteur-follower. Il est suivi d'un détecteur classique à montage doubleur qui s'accommode parfaitement de la faible résistance d'émetteur du transistor. La charge est constituée par la

à suivre...

Oscillateurs à quartz



Le cristal de quartz : aspects mécaniques et électriques.

C'est en 1880 que Pierre et Jacques Curie remarquaient que si l'on soumet un cristal de quartz à une pression mécanique, suivant un axe dit électrique, des charges électriques d'égale valeur et de polarités opposées apparaissent sur les faces du cristal perpendiculaires à cet axe. L'année suivante (1881) Lipmann constatait la réversibilité du phénomène : si une différence de potentiel est appliquée entre deux faces d'un cristal de quartz, ledit cristal subit une déformation qui se traduit par un allongement ou un raccourcissement (selon le sens de la d.d.p. appliquée) dans la direction de l'axe électrique. C'est ce phénomène, nommé piézoélectricité, qui est à la base des résonateurs à quartz.

Des études savantes ont été consacrées à la coupe des quartz. Nous nous bornerons ici à en résumer l'essentiel en priant le lecteur désireux d'approfondir le sujet de se rapporter aux textes cités en bibliographie.

Le quartz (silice : Si O₂) cristallise sous la forme d'un prisme à section hexagonale régulière terminée à l'une, ou aux deux extrémités, par des pyramides à base hexagonale (fig. 1 a et b). On peut considérer dans cette structure cristalline trois groupes d'axes de symétrie :

- 1° L'axe « optique » ZZ' allant de l'un à l'autre sommet des pyramides qui terminent le cristal.
- 2° Les axes « mécaniques » YY' perpendiculaires à l'axe optique et aux faces de la section hexagonale.
- 3° Les axes « électriques » XX' qui joignent deux à deux les sommets des angles de l'hexagone. Ils sont perpendiculaires aux deux autres séries d'axes.

Les lames de quartz utilisées dans les résonateurs piézoélectriques peuvent être taillées suivant différentes directions :

— Suivant un axe YY' : l'effet piézoélectrique se manifeste alors selon la perpendiculaire à cet axe : c'est-à-dire selon un axe X. C'est pourquoi cette coupe est appelée cou-

pe X ou de Curie (coupe actuellement très peu utilisée (fig. 1 c, d et e).

Parallèlement à un axe XX', l'effet piézoélectrique se manifeste alors selon l'axe YY' le plus voisin. Cette coupe est dite Y ou à 30° puisqu'il y a effectivement un angle de 30° entre

les faces de la lame et l'axe YY' le plus proche (fig. 1 f, g, et h).

Suivant différents angles par rapport aux trois axes (fig. 1 i et j).

Selon les angles que forme cette coupe par rapport aux trois axes principaux elle peut être appelée AC, AT,

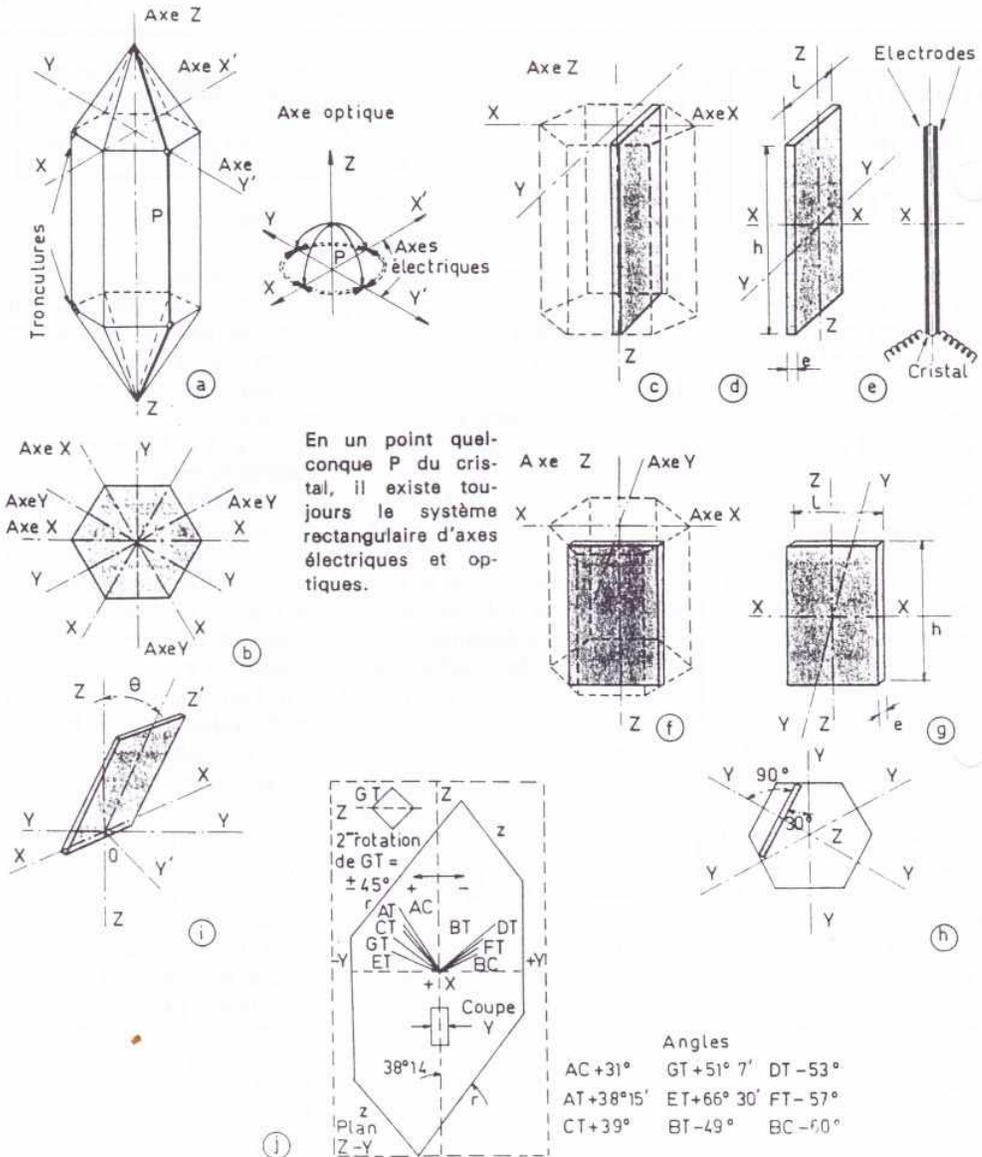


Fig. 1

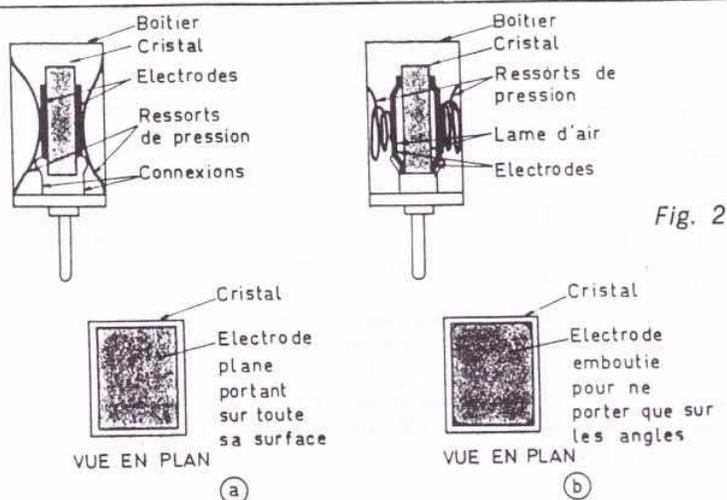


Fig. 2

— Cisaillement (torsion) dans le sens de l'épaisseur ou selon une diagonale de la lame.

Les deux premiers modes peuvent se produire selon le premier, le second ou le troisième harmonique de la fréquence fondamentale de la lame. Tout cela est résumé en figure 3.

Equivalent électrique du quartz

Comme toute vibration mécanique, celle d'un quartz dépend en premier lieu de deux paramètres : l'inertie (masse du quartz) et l'élasticité. Un troisième paramètre entre également en jeu : l'amortissement dû aux frictions dans la structure même du cristal et entre ce dernier et les électrodes.

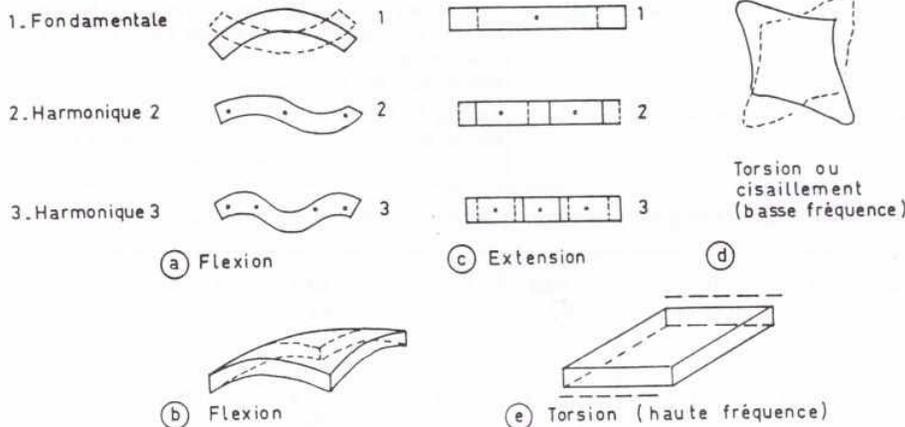


Fig. 3

BT, CT, ET, BC, J, M, N, R, etc. Nous résumerons plus loin les caractéristiques propres aux lames taillées selon ces différentes coupes (Tableaux I et II).

Un résonateur est constitué par une lame de quartz taillée suivant l'une des coupes évoquées plus haut et soumise à un champ électrique au moyen de deux armatures de condensateur qui peuvent se présenter sous différentes formes (fig. 2).

Plaques métalliques rigides parfaitement planes maintenues en contact intime avec les faces de la lame de quartz sous la pression d'un ressort, pression qui selon les cas peut être fixe ou ajustable (dans le but d'ajuster, dans une très faible mesure, la fréquence propre du résonateur).

Plaques métalliques n'entrant en contact avec le quartz que sur les angles de manière à maintenir entre le cristal et les armatures un léger intervalle d'air (lequel peut être ajustable dans certains cas, également pour

permettre un ajustage fin de la fréquence).

Métallisation sous vide des deux faces du cristal ; les connexions, élastiques, sont alors soudées directement sur la métallisation et peuvent servir de suspension souple au cristal.

L'ensemble peut être présenté sous ampoule en verre vidée d'air ou sous boîtier isolant ou métallique, thermostaté ou non. Il a même été fabriqué des quartz sous ampoule en verre remplie d'un gaz rare à basse pression qui devenait luminescent à la résonance.

Selon la fréquence de résonance recherchée, la lame du quartz peut affecter la forme d'un rectangle plus ou moins allongé, d'un carré ou d'un disque ou même être de forme lenticulaire.

De même, le mode de vibration mécanique de la lame n'est pas unique. On peut citer trois modes principaux :

- Flexion,
- Extension - contraction,

Chacun de ces paramètres possède un équivalent électrique :

- Inductance pour l'inertie,
 - Capacité pour l'élasticité,
 - Résistance pour l'amortissement.
- Cela nous conduit au schéma équivalent

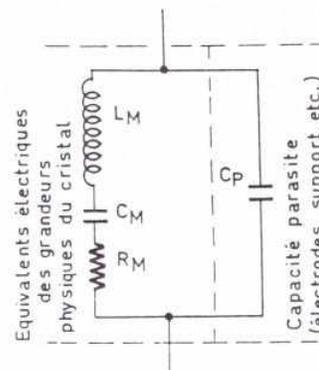


Fig. 4

TABLEAU I — AVANTAGES ET INCONVENIENTS DES DIFFERENTES COUPES DE QUARTZ

COUPE	GAMME DE FREQUENCES	AVANTAGES	INCONVENIENTS
AT	500 kHz à 160 MHz	Excellente stabilité en fonction de la température.	Peu économique en-dessous de 1 MHz.
CT	300 - 700 kHz	Le point d'inversion de la pente de la courbe en fréquence en fonction de la température peut être ajusté dans une gamme étendue. Bonne tenue en température. Faible coefficient de température.	Peu économique en-dessous de 400 kHz à cause des dimensions mécaniques. Taille difficile au-dessus de 700 kHz à cause des dimensions mécaniques.
DT	80 - 550 kHz	Possibilité de tailler des cristaux pour des fréquences relativement basses. Faible rapport des capacités C_M et C_P .	Peu pratique à réaliser au-dessus de 550 kHz, on lui préférera la taille LTD.
E	50 - 250 kHz	Faible coefficient de température. Cristaux réalisables à fréquences relativement basses.	Rapport épaisseur/longueur du cristal limité lorsqu'on désire éviter les changements erratiques du mode d'oscillation.
J	1 à 15 kHz	Faible coefficient de température.	Peu pratique au-dessus de 14 kHz.
LTD	100 kHz à 1 MHz	Le point d'inversion de la pente de la courbe de variation de fréquence en fonction de la température peut être ajusté. Faible rapport des capacités. Bonnes caractéristiques en température.	La taille DT est préférable en-dessous de 550 kHz.
M	50 - 300 kHz	Faible coefficient de température dans la gamme 50 - 100 kHz.	Dimensions physiques importantes dans la gamme des fréquences intéressantes (50 - 100 kHz). Changements erratiques du mode de vibration au-dessous de 100 kHz.
N	4 - 115 kHz	Large gamme de fréquences possible.	Bandes latérales. Haute impédance. Nécessité d'une étude minutieuse des schémas d'oscillateurs.

TABLEAU II — PRINCIPALES CARACTERISTIQUES DES QUARTZ LES PLUS COURANTS

FREQUENCES TAILLE	4 kHz XY'	10 kHz XY'	100 kHz NT	1 MHz AT	1 MHz AT	5 MHz AT	10 MHz AT	100 MHz AT
Caractéristiques								
Q ($\times 10^3$)	60	100	120	2 000 à 5 000	500 à 2 000	500 à 2 500	145	110
Inductance L_M (H)	75 000	7 900	365	1,56	3,7	9	0,116	0,007
Capacité parallèle C_P (pF)	17	20	8	10	2,8	4	7	7
Rapport C_P/C_M	800	800	1 000	592	415	35 000	275	8 700
Résistance série (R_M en ohms)	3 000	5 000	2 000	2 à 5	22 - 44	100 à 160	5	40
Stabilité en vibrations (10^{-4})	(1)	(1)	(2) (3) (4)	(5)	(1) (6)	(6)	(1)	(1)
	5	5	1		0,1	0,05	5	5
Stabilité au choc (10^{-4})	(a)	(b)	(c)	(a)	(c)	(c)	(c)	(c)
	5		(5)	0,005	0,01	0,001	5	5
Vieillessement en 10^{-4} par semaine	500	500	300	3,5	3,5	3,5	350	700
Facteur de stabilité (Q/f ₀)	15	10	1,2	2 à 5	0,5 à 2	0,5	0,0145	0,001

CONDITIONS D'ESSAI :

En vibrations (1) 10 à 55 Hz 0,75 mm crête à crête, (2) 5 - 500 Hz - 10 G, (3) 500 - 1 000 Hz - 5 G, (4) 100 - 2 000 Hz - 2 G, (5) Environnement du laboratoire, (6) 50 - 2 000 Hz - 5 G.

Au choc : (a) 20 G - 8 ms, (b) Environnement du laboratoire, (c) 100 G (Norme MIL 202 B).

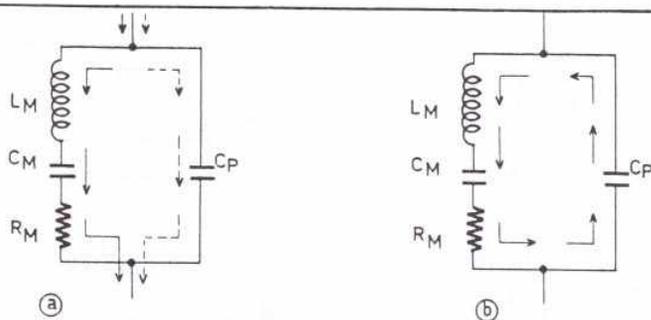


Fig. 5

Résonance série : l'impédance relativement élevée de C_P est pratiquement shuntée par la faible impédance du circuit série (R_M).

$$f_n = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_M \cdot C_M}}$$

Résonance parallèle : le cristal se présente comme un circuit bouchon dont la capacité d'accord est l'équivalent de C_P et C_M en série.

$$f'_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_M \cdot \frac{C_M \cdot C_P}{C_M + C_P}}}$$

valent reproduit à la figure 4, soit un circuit accordé série $L_M C_M R_M$ (l'indice M indique que ces paramètres dépendent des dimensions physiques du terme : masse, élasticité, etc.) avec en parallèle une capacité C_P qui n'est autre que celle des électrodes et de leur support.

Tout cela nous conduit à différentes considérations :

1° **Première remarque :** le quartz peut osciller électriquement selon deux modes :

— **le mode série :** seuls entrent en jeu les éléments série du circuit équivalent, l'impédance à la résonance n'étant limitée que par la résistance R_M , l'impédance relativement élevée de la capacité C_P se trouvant alors pratiquement court-circuitée par cette faible impédance (fig. 5-a).

— **le mode parallèle :** on a alors affaire à un circuit bouchon (circuit antirésonant) équivalent à L_M et C en parallèle avec en série la résistance d'amortissement R_M , C étant égal à la

mise en série de C_M et de C_P ($C = C_M \cdot C_P / C_M + C_P$). Comme, nous le verrons un peu plus loin, C_M a une valeur faible devant celle de C_P , on peut dire que $C \approx C_M$. Ce qui signifie que les fréquences d'accord des deux modes de vibration sont très voisins l'une de l'autre. Mais la différence entre ces deux modes réside dans le fait que dans le premier (résonance série) le cristal se présente comme une très faible résistance ($R_M =$ quelques ohms à quelques milliers d'ohms) et dans le second (résonance parallèle) il présente la très haute impédance d'un circuit bouchon.

La variation de réactance du quartz en fonction de la fréquence est représentée par la courbe (a) de la figure 6. On voit que, lorsque la fréquence croît, cette réactance est celle normalement présentée par la capacité C_P (donc négative) jusqu'au point d'accord série f_n ($X_L = 0$ $Z = R_M$). Passée cette valeur, la réactance devient positive, c'est-à-dire inductive, jusqu'à ce que se produise une brusque inversion qui correspond à la fréquence d'antirésonance (f'_0) pour laquelle on a :

$$X_{L_M} - X_{C_P} = X_{C_P}$$

cette fréquence f'_0 est telle que :

$$f'_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_M \cdot \frac{C_M \cdot C_P}{C_M + C_P}}}$$

C_P étant en général une centaine de fois plus grande que C_M , on conçoit que f'_0 ne soit supérieure à f_0 que d'une fraction de pour-cent à quelques pour-cent.

On appelle « bande passante » du quartz la différence entre f'_0 et f_n :

$$\Delta f = f'_0 - f_0$$

C'est le rapport des capacités C_M et C_P qui détermine cette bande passante :

$$\Delta f = f_0 / 2 (C_P / C_M)$$

Ceci explique qu'il soit possible de modifier légèrement la fréquence de résonance des quartz, soit en agissant sur l'épaisseur de la lame d'air entre le cristal et les électrodes ou soit encore en plaçant une petite capacité ajustable en parallèle sur le cristal.

2° **Seconde remarque :** il y a une très grande différence dans l'ordre de grandeur des éléments L_M et C_M du circuit équivalent à un quartz et celui des composants habituellement mis en œuvre dans les circuits accordés L - C classiques. L'inductance L_M est, à fréquence de résonance égale, plusieurs milliers de fois supérieure

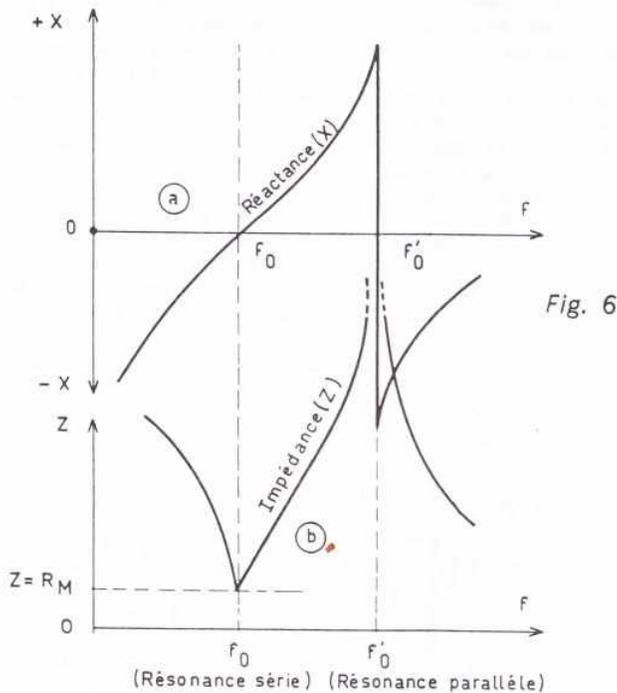


Fig. 6

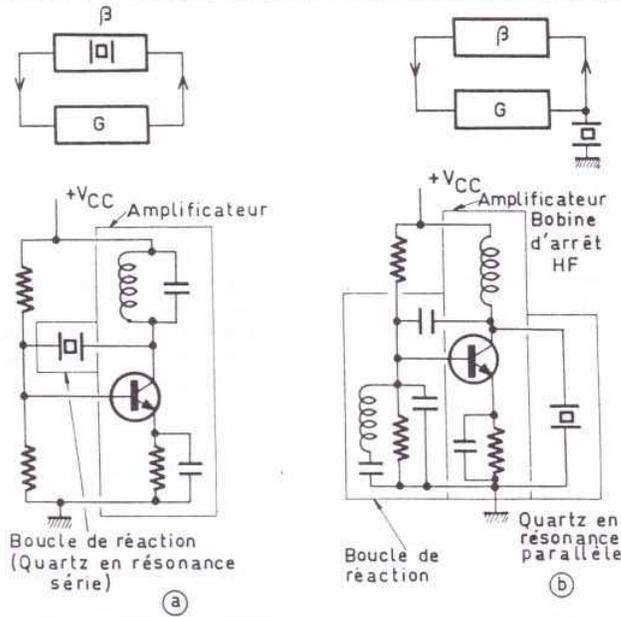
(Résonance série) (Résonance parallèle)

à celle normalement utilisée. De même, la capacité C_x du circuit équivalent au quartz est plusieurs milliers de fois plus faible que celle du condensateur mis en œuvre dans les circuits L - C. Le tableau ci-dessous permet de faire la comparaison pour un quartz 10 MHz et le circuit accordé L - C correspondant

ELEMENTS	QUARTZ	CIRCUIT L-C
Inductance	9,2 mH	10 μ H
Capacité	0,028 pF	25 pF
Résistance	3,8 Ω	4 Ω
Q	152 000	157

On trouvera d'autres éléments de comparaison dans le tableau II, où sont comparées les différentes coupes de cristal. Cette différence dans les ordres de grandeur des éléments L et C entraîne automatiquement une différence importante dans la valeur du coefficient de surtension Q qui est environ 1 000 fois plus important dans un quartz que dans un circuit oscil-

Fig. 8



duit un déphasage de π , celui-ci doit donc être exactement compensé par un déphasage de π introduit par la boucle de rétroaction et on a bien dans l'ensemble de la boucle amplificateur - rétroaction $2\pi = 360^\circ$. Cette notion est à retenir car c'est elle qui nous permettra de comprendre, au paragraphe suivant, les critères de stabilité des oscillateurs.

Dans un montage oscillateur à quartz, ce dernier peut être utilisé soit en circuit accordé série, soit en circuit bouchon.

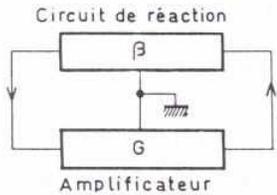
Dans le premier cas, la faible impédance à la résonance du cristal est en série dans la boucle de réaction qui, de cette manière, ne se ferme complètement que pour la fréquence de résonance du cristal. Dans le second cas, c'est la tension aux bornes du circuit bouchon (circuit antirésonnant) constitué par le quartz fonctionnant en mode parallèle qui est maxi-

male pour f_0 , de manière que le gain de la boucle soit maximal pour cette fréquence. Ces deux configurations de base sont reproduites à la figure 8.

Dans tous les cas, des précautions doivent être prises, lorsque l'on étudie un schéma d'oscillateur à quartz, pour rendre impossible le passage de l'un de ces modes de fonctionnement dans l'autre ce qui conduirait à des sautes erratiques de fréquence fort gênantes.

Il n'est pas question de décrire ici tous les schémas possibles d'oscillateurs à quartz, ils sont par trop nombreux. Le plus classique est sans doute le Pierce qui est une version à cristal du montage Clapp, étudié dans un « pense - bête » précédent (fig. 9). On peut le rencontrer, tout comme le Clapp, en version à base commune ou en émetteur commun.

Un autre schéma fort courant est celui de la figure 10, dans lequel le collecteur (pour les transistors bipolai-



Condition d'oscillation (critère de Barkhausen) :

$$\beta G \geq 1$$

Fig. 7

lant L - C classique. Moyennant des précautions particulières à la fabrication, on a pu réaliser des quartz oscillant dans le vide poussé (pour diminuer l'amortissement dû aux frottements du cristal avec le milieu ambiant) présentant un coefficient de surtension de $5 \cdot 10^5$, soit cinq millions.

Les oscillateurs à quartz

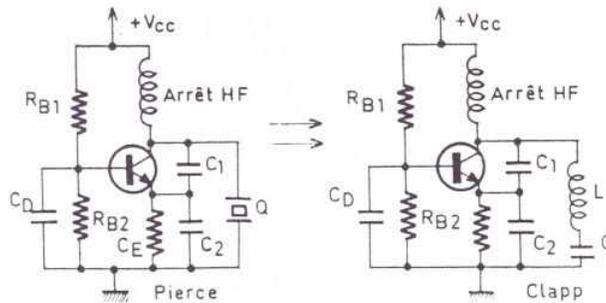
Comme tous ses homologues l'oscillateur à quartz, dont la figure 8 reproduit le synoptique de principe, doit répondre au critère de Barkhausen :

$$|\beta| \cdot |G| \geq 1$$

β étant le facteur de réaction de la boucle et G le gain de l'amplificateur mis en œuvre. Le déphasage total de la boucle doit être nul ou, plus exactement, égal à 360° (fig. 7).

Normalement, l'amplificateur intro-

Fig. 9



res) ou le drain (pour les TEC) est chargé par une bobine d'arrêt H.F. ou même parfois par une simple résistance ou encore par un circuit bouchon accordé sur la fréquence du quartz ou sur l'une de ces harmoniques proches ; on dit alors que le cristal oscille en « over tone ».

Tous les quartz ne sont pas aptes à fonctionner en over tone. En général

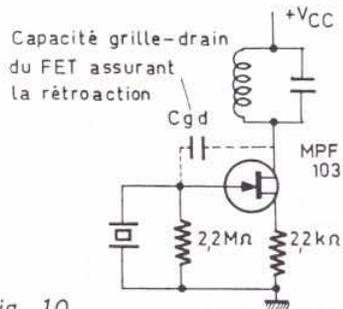


Fig. 10

ce sont des cristaux taillés pour une fréquence 3 ou 5 fois plus faible oscillant sur leur harmonique 3 ou 5 (les harmoniques de rang pair ne sont généralement pas utilisées). C'est la fréquence normale d'utilisation, et non pas la fondamentale, qui est inscrite sur le boîtier du quartz. Il s'agit généralement de cristaux de coupe AT spécialement taillés. Par exemple, un cristal 50 MHz est en fait un cristal 16,666 MHz taillé pour fonctionner sur harmonique 3 ou un 10 MHz taillé pour fonctionner sur harmonique 5.

Dans certains montages, la chaîne de rétroaction n'est pas toujours apparente, ce sont les capacités parasites du transistor qui constituent cette boucle ainsi que c'est le cas dans le schéma de la figure 11 dans lequel c'est la capacité drain — grille du transistor à effet de champ qui constitue la boucle de réaction.

Les oscillateurs à quartz peuvent également être équipés de diodes tunnel. La figure 12 donne le schéma de principe d'un tel montage. Le cristal, fonctionnant en résonance série, est placé dans la diagonale d'un pont constitué par deux résistances R_2 de valeur légèrement inférieure à la valeur absolue de la résistance négative $|R_D|$ présentée par la diode tunnel à son point de fonctionnement dans le montage, lui-même ajusté au moyen de R_1 , et par une inductance et une capacité L et C présentant pour la fréquence de résonance du quartz, une impédance égale à R_2 . La diode « voit » l'impédance à la résonance du circuit accordé parallèle $L - C$ plus $R_2/2$. Si

cette impédance est supérieure à $|R_D|$ le circuit entrera en oscillation.

Les conditions d'entretien sont donc :

$$R_2 < |R_D|$$

$$R_2 = \sqrt{\frac{L}{C}} = X_L = X_C$$

l'impédance « vue » par la diode est

$$Z = R_2 \left(1 + \frac{R_2}{R_K} \right)$$

R_K : résistance d'amortissement du cristal.

Donnons un exemple concret de calcul :

Soit à réaliser un oscillateur sur 50 MHz autour d'une diode tunnel polarisée pour que la valeur absolue $|R_D|$ soit de 120 Ω environ.

La valeur $R_2 = 100 \Omega < |R_D|$ satisfait bien la première condition d'oscillation. Cherchons maintenant la valeur de l'inductance L et de la capacité C dont la réactance à 50 MHz est de 100 Ω :

$$L = \frac{X_L}{2\pi f_0} = \frac{100}{2\pi \times 50 \cdot 10^6} = \frac{10^{-4}}{\pi} = 0,318 \mu\text{H}$$

$$C = \frac{X_C}{2\pi f_0 X_C} = \frac{1}{2\pi \times 50 \cdot 10^6 \times 100} = 3,18 \text{ pF}$$

Nous reproduisons à la figure 11 différents schémas pratiques d'oscillateurs à quartz. Si ce qui a été dit plus haut a été bien compris, ils ne demandent qu'un minimum d'explications.

On remarquera que dans les montages (a) à (d) mettant en œuvre des transistors bipolaires, afin de réaliser l'adaptation d'impédance entre le cristal ou le circuit oscillant de charge de collecteur et le transistor, le collecteur ou l'émetteur de ce dernier sont raccordés à une prise ménagée soit sur le bobinage d'accord soit sur un diviseur capacitif. Le calcul du pont de polarisation du transistor est toujours le même que celui d'un oscillateur $L - C$, il n'y a donc pas à y revenir (voir précédent « Pense-bête »).

Le montage (e) mérite de retenir notre attention. Les quartz pour basse fréquence, du fait de leur masse importante, sont parfois difficiles à faire osciller. Aussi est-on généralement amené à avoir recours à des cristaux spéciaux munis de trois électrodes :

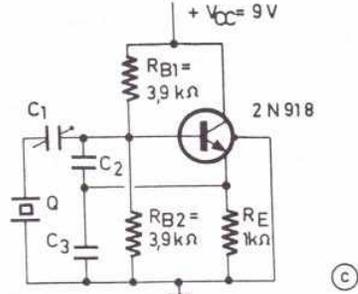
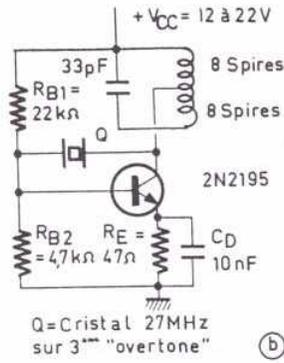
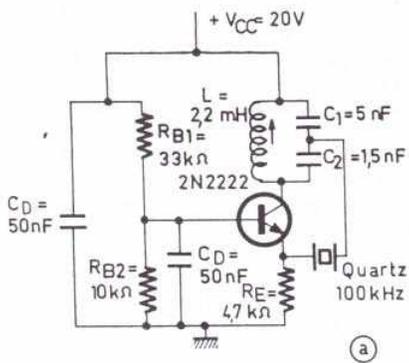
deux actives et une masse. Le quartz, dans le montage cité, oscille en résonance série et est excité par un amplificateur à résistance (T_2). Le signal en opposition de phase recueilli sur la troisième électrode du cristal et est réappliqué à l'entrée après adaptation d'impédance au moyen de T_1 , monté en collecteur commun à travers le condensateur C qui constitue la chaîne de réaction.

Rien de particulier à dire au sujet des schémas (f) à (h) mettant en œuvre des TEC. Le premier est un montage dans lequel le quartz monté dans la boucle de réaction fonctionne en mode série. Le second n'est autre qu'un Pierce en source commune, tandis que le troisième utilise un quartz en over tone en mode parallèle ; c'est la capacité drain — grille du T.E.C. qui constitue la boucle de réaction.

Les circuits intégrés, linéaires ou logiques, peuvent être utilisés pour la réalisation d'oscillateurs à quartz. Les amplificateurs opérationnels ou « vidéo » sont particulièrement bien adaptés à cet usage. La figure 13 en donne un exemple : le NE 501 est un amplificateur vidéo capable de fonctionner sous 5 à 6 V avec une bande passante de 150 MHz. Le montage utilisé est une adaptation du Pierce.

Les montages de la figure 14 méritent de retenir un instant notre attention. Ils mettent en œuvre une porte OU - NI en logique à couplage par les émetteurs (MECL Motorola). Ainsi que le montre le schéma de la figure 14a, cette porte n'est rien d'autre qu'un amplificateur différentiel avec collecteurs communs d'adaptation en sortie. Un tel amplificateur peut être utilisé pour la réalisation d'oscillateurs, à quartz en particulier. Les deux schémas (b) et (c) utilisent le quartz en mode série. C'est le retard apporté par la porte (lequel retard correspond à un déphasage) qui détermine le choix du montage en fonction de la fréquence d'oscillation. Ce retard est tel que, pour les fréquences supérieures à 50 MHz, il n'est pas possible d'utiliser comme sortie de rétroaction la sortie OU (non - inverseuse) la rotation de phase due à l'amplificateur serait trop importante. On utilise donc la sortie NI (inverseuse) en augmentant volontairement le retard, pour avoir la phase convenable, au moyen du condensateur C . Cet artifice n'est pas nécessaire dans le schéma (b) fonctionnant à 20 MHz et dans lequel c'est bien la sortie OU (non-inverseuse) qui est utilisée pour la rétroaction.

Il est un schéma qui mérite d'être retenu à cause de la haute stabilité



Q	C ₁	C ₂	C ₃
1MHz	47 pF	4,7 nF	820 pF
10MHz	10 pF	1 nF	150 pF

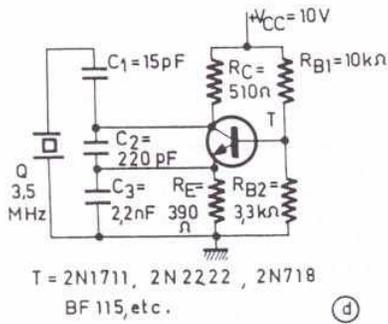


Fig. 11

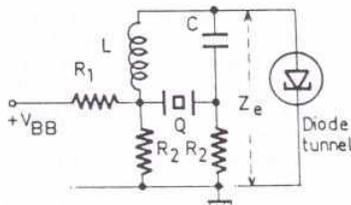
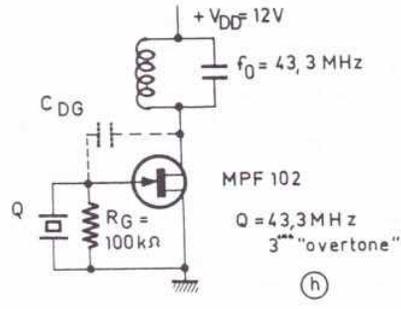
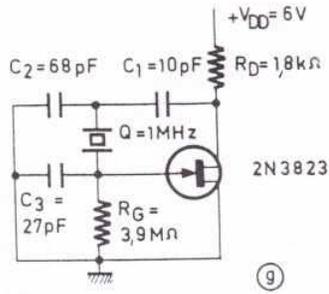
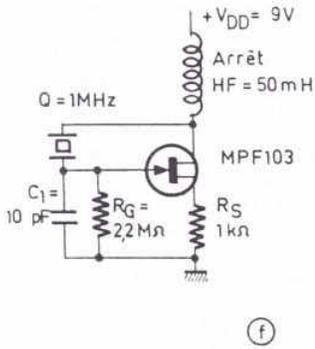
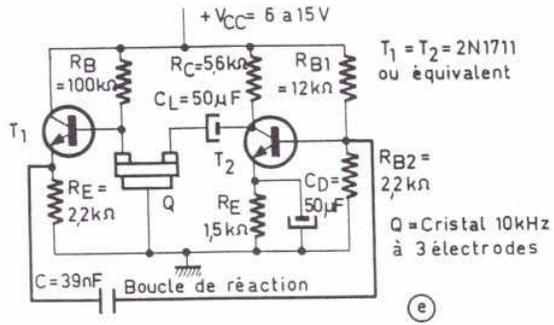


Fig. 12

Conditions d'oscillation
 $R_2 > |R_D|$
 $R_2 = \sqrt{\frac{L}{C}} = X_L = X_C$

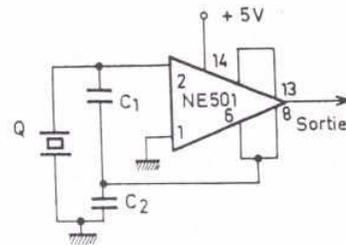


Fig. 13

Ampli NE 501 Signetics
 Q = 1 à 20 MHz
 $C_1 = C_2 = 2,1 \times 10^{-3} F_{0.1}$

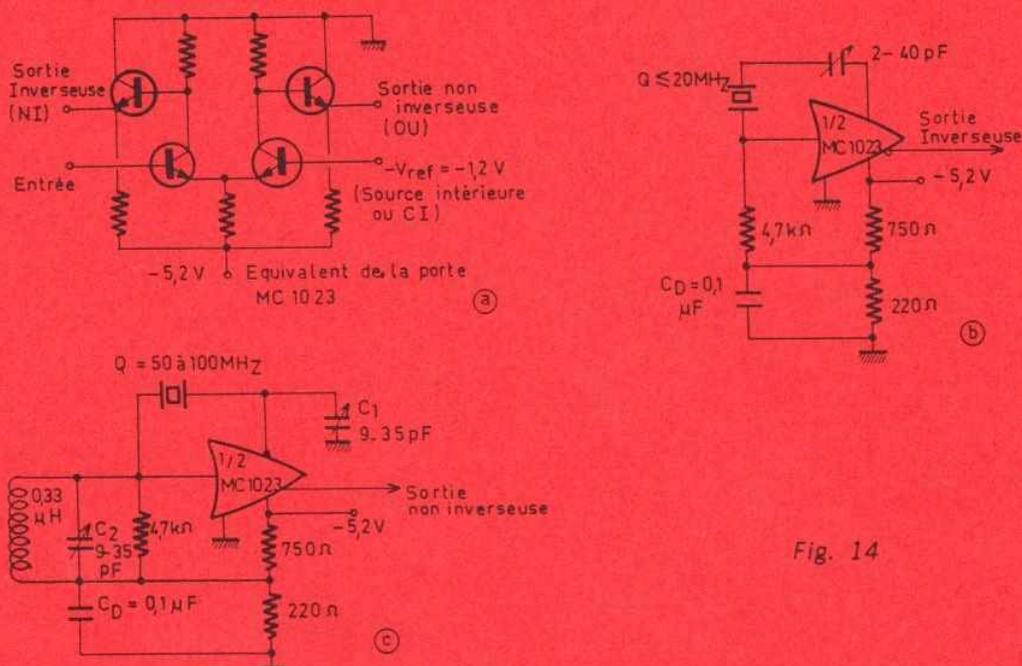


Fig. 14

qu'il est capable de procurer : c'est le montage en pont de Meacham (fig. 15). Le quartz est monté dans la branche d'un pont dont les autres branches sont constituées par des résistances telles que le pont soit à l'équilibre pour la fréquence de résonance série du quartz. A la résonance on a donc :

$$\frac{R_4}{R_3} = \frac{R_1}{R_2}$$

Ce montage n'est pas sans rappeler par son principe l'oscillateur R - C à pont de Wien.

En fait l'ensemble ne fonctionne pas à l'équilibre parfait du pont ; il n'y aurait aucune tension aux bornes de sa diagonale « mesure » ; il faut un très léger déséquilibre (δ) pour qu'il y ait oscillation. Ce déséquilibre est réglable au moyen de la résistance R_1 ou R_2 que l'on ajuste pour obtenir la meilleure stabilité possible. De plus,

tout comme dans les montages en pont de Wien, l'une des branches de la partie apériodique du pont peut être remplacée par une résistance non linéaire : résistance à coefficient positif de température (lampe à filament de tungstène ou sensistor au silicium) pour R_2 ou au contraire résistance à coefficient négatif (thermistance C.T. N.) pour R_1 , dont la valeur variera en fonction de la tension de rétroaction appliquée au pont et on maintiendra l'équilibre juste suffisant pour que l'oscillation s'entretienne : on est donc en présence d'un oscillateur stabilisé en tension de sortie et, comme nous le remarquerons plus loin, en fréquence puisque le taux de réaction réagit sur la stabilité en fréquence.

L'amplificateur peut être n'importe quel type dont la bande passante soit suffisante pour ne pas entraîner un déphasage trop important à la fréquence de résonance du cristal. Si l'entrée est asymétrique, le couplage entre le pont et l'amplificateur sera effectué à travers un transformateur de rapport convenable (fig. 15a). Les amplificateurs à entrée symétrique (opérationnels ou vidéo) nous paraissent particulièrement bien adaptés à ce montage (fig. 15b). Dans ce dernier cas, le grand gain de l'amplificateur permet de travailler avec un déséquilibre δ très faible ; des stabilités de 10^{-9} peuvent ainsi être atteintes.

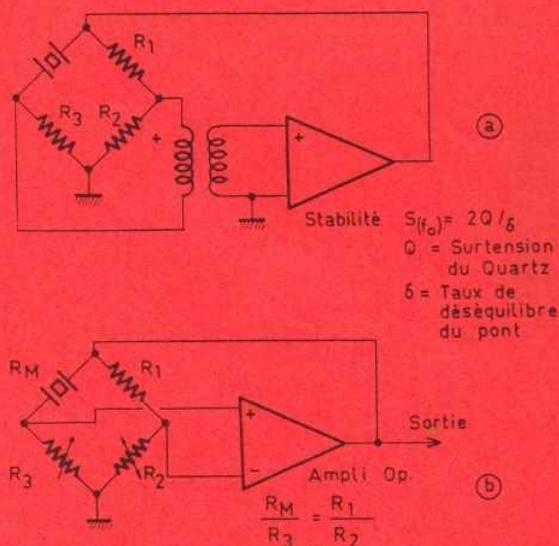


Fig. 15